

The Birth of the TS2019-PP80 Amplifier

Written by Menno van der Veen

www.mennovanderveen.nl info@mennovanderveen.nl

2021: all rights reserved: ir. bureau Vanderveen & TubeSociety

This web-publication is a not-ready-yet publication.
Publication is mandatory for the continuity of our present TubeSociety activities.

The Dutch TubeSociety Academy designs challenging tube amps. The TS-2019 project (heavily delayed by corona) focused on a 80 Watt push-pull amplifier, based on an earlier PR20HE all tube design. We improved it with a new Fet-driver stage, applied new toroidal transformers plus a new clean MSCF power supply section. Our research resulted in two versions, with the same components, but impressive differences in measurements and subjective qualities. Both versions are explained in this publication, while additional information can be found in the student reports about this project. Most text is English, some is in Dutch (use Google translate).

1. How all started

Around 2006 I designed the PR20HE: an all tube 70 Watt push-pull amplifier, with ECC81 driver section and two output tubes ranging from KT88 to the newest KT150. Click the next link to find all the details of this design.



Figure-1: PR20HE all tube push-pull amplifier

https://mennovanderveen.nl/cms/images/producten/PR20HE_DIY-kit/PR20HE-UK.zip

The essence of this 'oldy' is a 720 Vdc supply voltage, where the tubes energy is delivered into an 8 kOhm push-pull EI-core output transformer. Then you easily get around 70 Watt output power. This amp was sold worldwide as a kit (without case) and received very positive subjective ratings. Its DIY-construction-success-rate was 100 % (at least I heard no complains).

However, it's by-Menno-designed EI-core transformers (Pow80 and Git80) ceased production around 2018. They needed improvement, resulting in the new toroidal versions Pow80-t and Git80-t; see the links below.

<https://mennovanderveen.nl/cms/index.php/nl/producten/other/vdv-git80-t-detail>

<https://mennovanderveen.nl/cms/index.php/nl/producten/valve-power-transformers/vdv-pow80-t-detail>

For our TubeSociety-2019 project I proposed to my students:

“wouldn't it be challenging to improve the driver circuit with a modern Fet driver stage (more gain, better linearity), optimize this for the wider bandwidth Git80-t and make the power supply section extremely clean with my MSCF-stage”?

They agreed and this resulted in the amplifier and power supply circuits shown below.

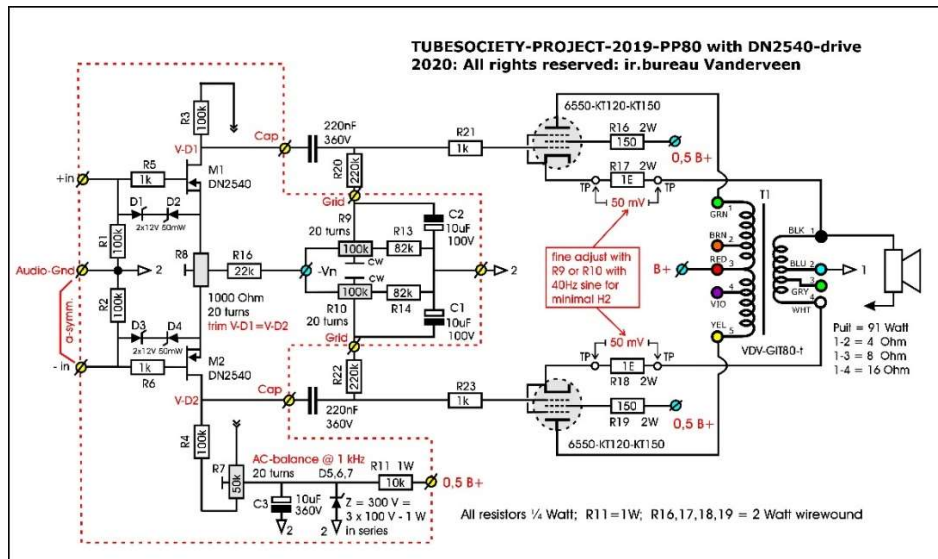


Figure-2: New TS2019-PP80 amplifier circuit with Fet-driver stage and toroidal OPT

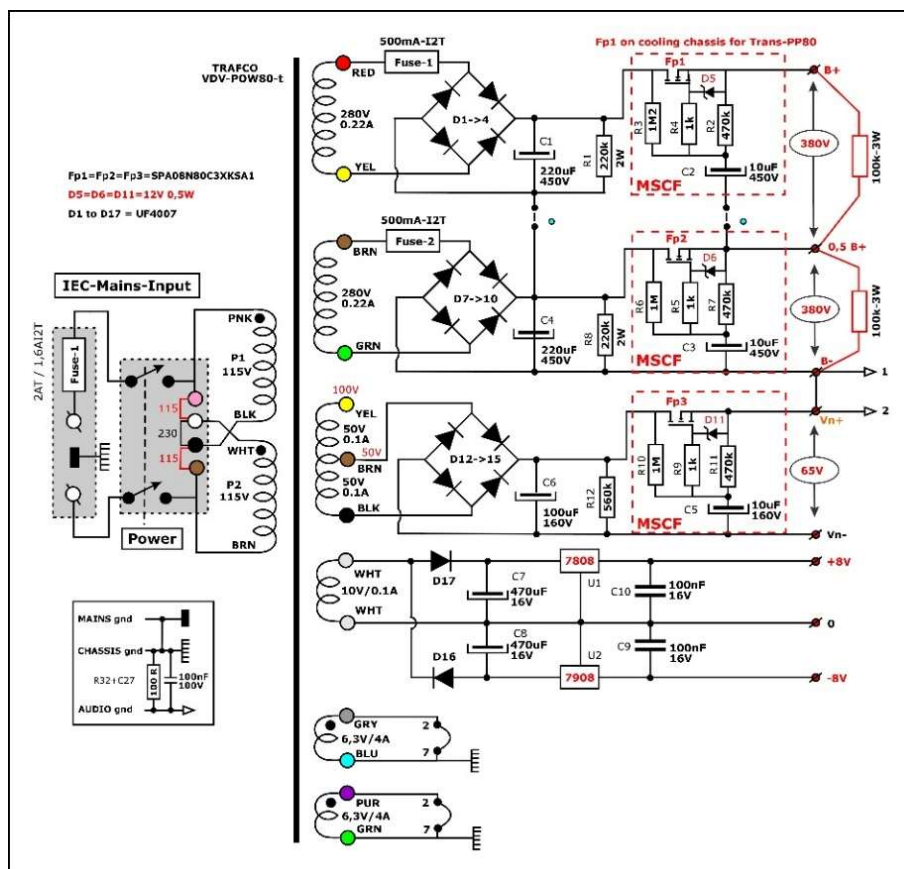


Figure-3: New TS2019-PP80 power supply circuit with MSCF ripple rejection and soft startup

2. Comparing PR20HE with TS2019-PP80

When I started the design of the new Fet driver stage, I took my old PR20HE amplifier, removed the ECC81 and soldered the 6N2540-fets directly on the pin side of the tube socket. Next I added 12 V Zener diodes for switch-on protection and all functioned perfect. Bingo, it is that simple! But I noticed differences in gain especially, while bandwidth and distortion staid rather unchanged. So, before proceeding, lets discuss this shortly.

Gain: With the former ECC81 driver circuit the effective voltage gain from input to 4 Ohm loaded output was 17 dB. Now, with the new fet-driver, this gain increased to 29 dB ($R_8 = 1\text{ k}\Omega$), or even could be raised to 49 dB ($R_8 = 250\text{ }\Omega$). This offers promising possibilities to try new advanced negative feedback (NFB) techniques. See later for the improvements that we discovered.

Bandwidth: the F_{-3H} frequency (- 3dB frequency range on the high frequency side) did not change that much due to the dominant high output impedance of both tube- and fet- driver stages in combination with the Miller capacitances of the power tubes. You hardly could see differences between the Git80-El and the new Git80-t. However, when we applied NFB techniques, the superior specs of the toroidal OPT's jumped to the foreground. Again, see later for the improvements we discovered.

Distortion: there is little difference in THD between ECC81 and 6N2540 drive circuits including their spectral distribution. This is very promising for equal Tube-Fet sound quality; the older PR20HE was liked for good reasons. Now, with fet-drivers we have promising tools available to maintain this liking while improving further.

Subjective rating: in our years-end meeting (sept-11-2021) we subjectively evaluated all new amps in direct comparison to the old PR20HE amplifier (which had a reference rating of 3.0 on a scale of five). All new amps received a higher rating (environment 3.6 on the scale of five) indicating that improvements clearly were noticed.

Conclusive: by changing tube-drive into fet-drive we won gain, kept bandwidth equal and maintained the fine distortion behavior. Especially the larger gain offers advanced possibilities to bring the new amplifier to real high-end qualities. But, as will be shown later, a lot of work had to be done to reach that goal. In this article we discuss what we did to get equal to better results with fets plus the MSCF updated power supply.

3. Trim-Pots and Cathode Feedback

When you measure the specs of both triode sections of an ECC81, you can hope that both triodes are nearly equal, which mostly was the case. With two unselected 6N2540-fets, you can count on spec differences. Therefore I added R_8 to trim the DC-balance of the fets, and R_7 to trim their AC-balance. See the "Start-up" section where I will give guidelines for a correct start-up and trimming of the new amplifier.

We maintained the cathode feedback technique around the power tubes, because its open and detailed soundstage are features that should stay; no reason to implement any change there.

The heat production of fet Fp1 is several Watts. So, the warning to mount it on a cooling surface (chassis) is given with good reasons. This fet can be placed at some distance of the PCB, when an extra 1 kOhm resistor is soldered directly at the Gate pin, to prevent any oscillation.

The supply can be switched with jumpers into two independent 380 V supplies and the negative bias voltage can be raised to 130 V with another jumper. However, such is not needed for this PP80 amplifier. See figure-6 for the correct jumper connections.

The 2 x 8V supply is not needed now, only comes in function the moment any opamps are added to the amplifier circuit. See the sections Phase Splitters.

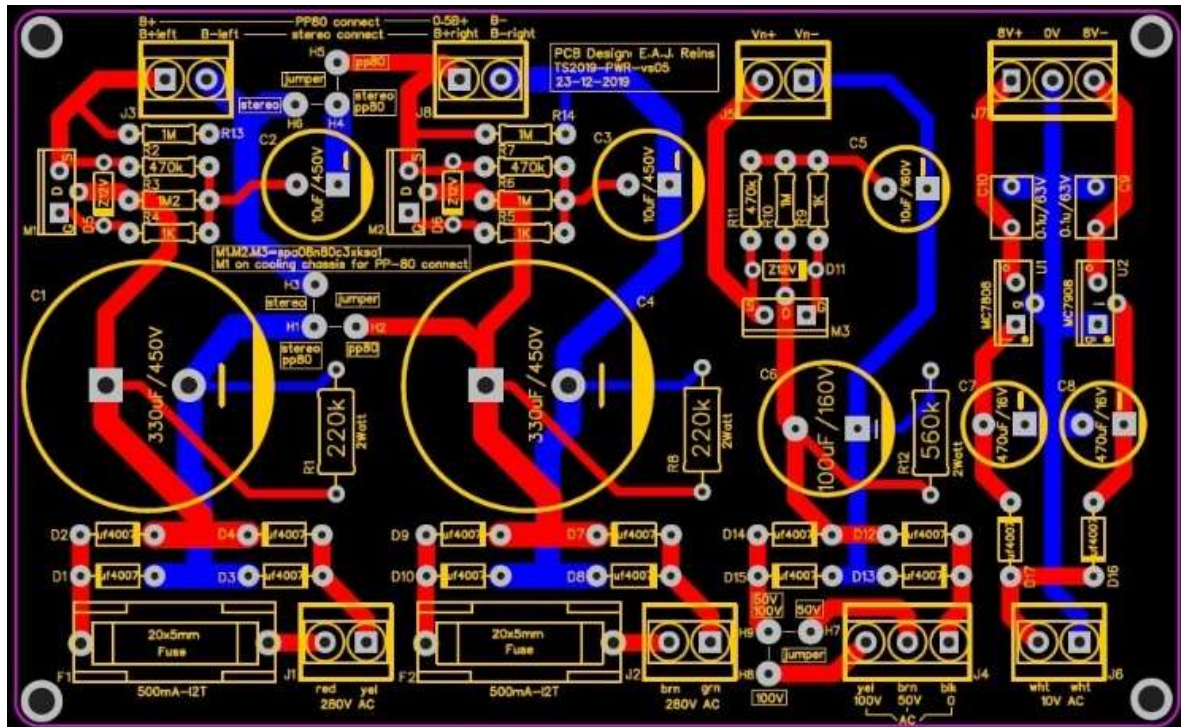


Figure-5: The 14 by 9 cm power-PCB of the TS2019-PP80 (design: Erwin Reins)

6. Connecting the different sections

In the next figure-6 the wiring of the audio-section-PCB plus power-PCB and tube sockets is shown. You might place the different parts at other positions. However, please lay all wires to their connecting points as indicated. This drawing careful takes all currents into account, preventing the large power-tube currents to enter the sensitive driver-section. Please also notice: the blue wires are audio-ground!

The wires to mains and from Pow80-t to power-PCB are not shown. These are self-explanatory. Also the 6,3 filament wires (indicated with **f**) are not shown. Twist them and connect to pins 2 and 7 of each power tube socket. Don't forget to place the two 100k-3W resistors. See also figure-5 for more details.

The primary winding of the VDV-Git80-t has two unused UL-taps. So, the Brown and Orange wires of the primary winding need proper isolation. Don't cut them; you might wish to use them later. Also, applying CFB and UL-FB at the same time is not wise, it will not benefit the sound quality. Isn't there an old rule saying: "don't apply feedback chains on top of one another; gone will be your micro resolution". In my practice I totally agree with this old wisdom.

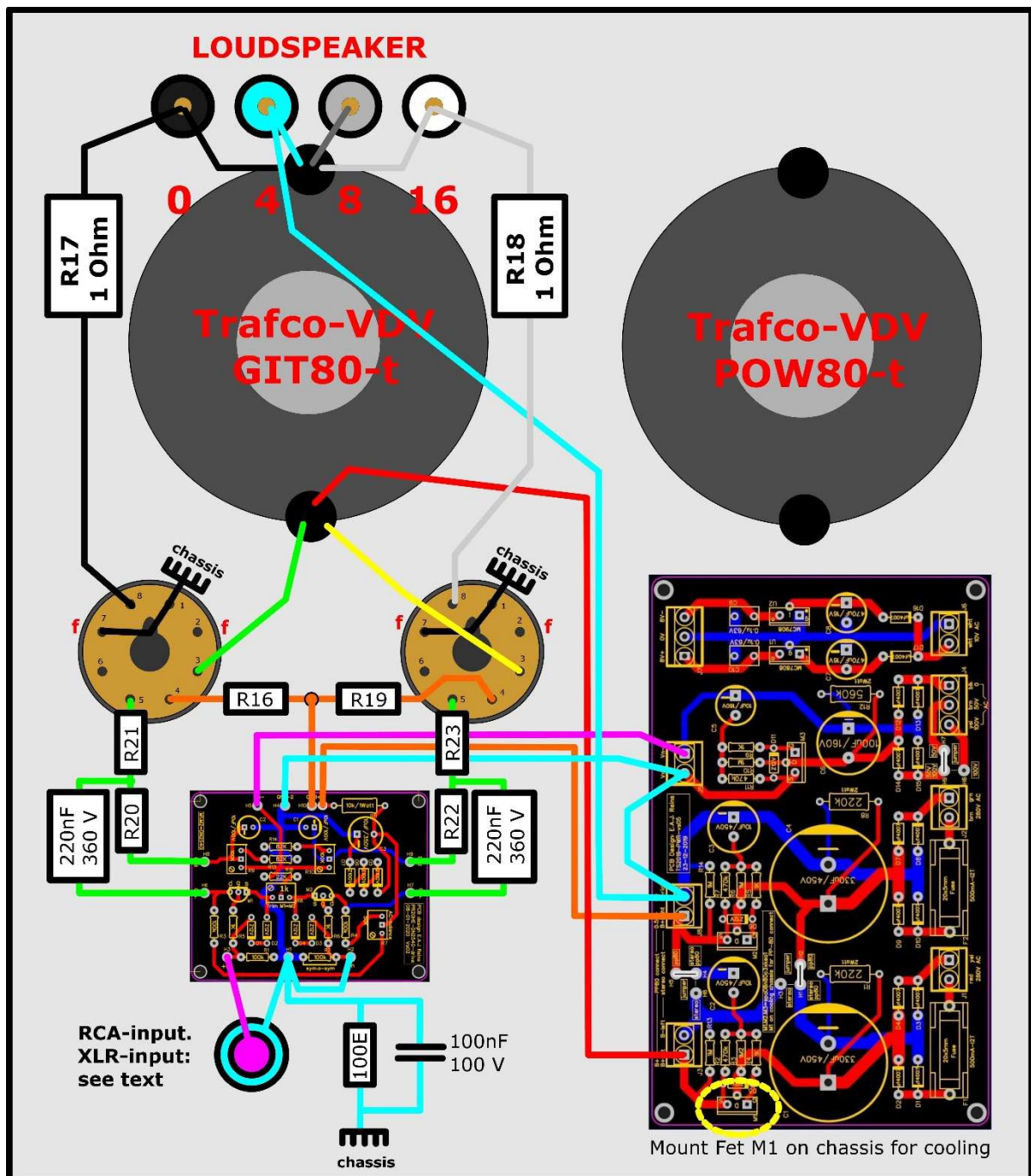


Figure-6: wiring of the audio-section with an RCA-input.

Note that pin-1 (connected to the metal-base of the KT-tubes) is connected to "chassis".

The white lines on the power-PCB show the correct jumper positions.

7. Symmetrical or a-symmetrical inputs

Figure-6 shows how to create an a-symmetrical input, cinch or RCA or whatever indication you wish to give it (in Dutch the name is 'tulp'). When you wish to use a true symmetrical XLR-input, see the sketch in figure-7. What do I mean with 'true symmetrical'? That the signal voltage at pin2 equals the inverse sign signal voltage at pin3 with respect to ground pin1. Equal in the sense of magnitude and exact inverse phase at least from 20 Hz to 20 kHz, within 0,001 degrees. These conditions are very hard to realize. At the end of this article I introduce a nice phase splitter solution which was designed

during the TS-course. This splitter meets the stringent demands as mentioned here. But for now, if your signal source delivers truly balanced output, you safely can use the solution shown in figure-7.

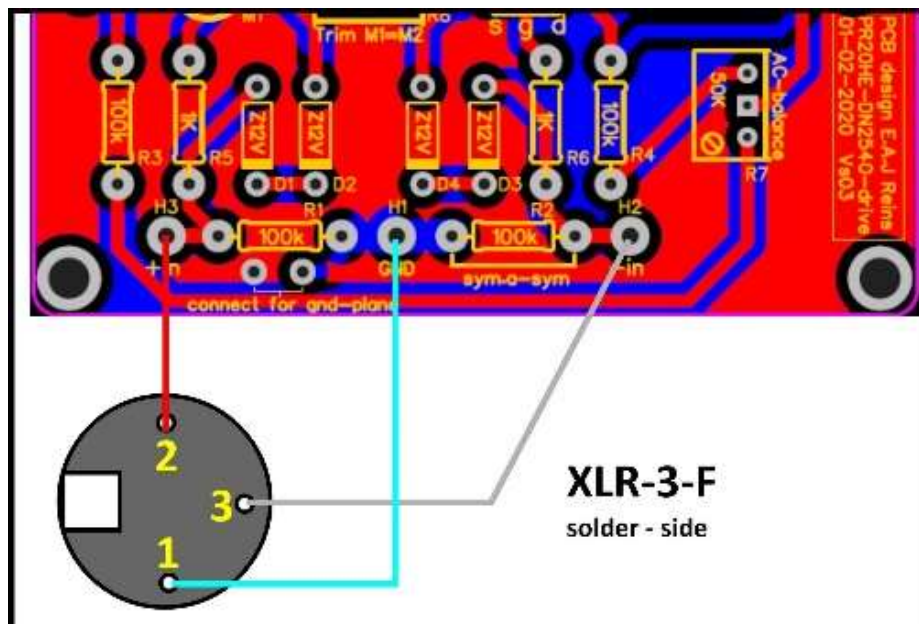


Figure-7: true symmetrical input.

You could use a simple double pole switch to convert from symmetrical to a-symmetrical. Why don't I apply that solution? Because the optimal phase inverting (of the two-fet differential circuit that is used in this amp) must be trimmed with R7 (AC-balance) for either a-symmetrical input or symmetrical input. Meaning, with every input change from symmetrical to a-symmetrical, you have to trim the amplifier again. That is not smart. So, before you start with the next chapter, first decide what you wish to use: a symmetrical or an a-symmetrical input.

8. Start-up: how to trim the amplifier to optimal operation?

There are four trim potentiometers on the driver PCB. Their functions are indicated in figure-8.

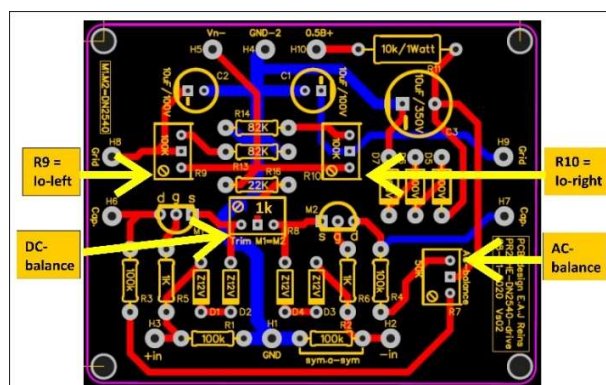


Figure-8 shows the trim-pots and their function

Next the start-up of the amplifier and the correct trimming is discussed in detail. This procedure assumes that you know all safety rules when working in a high-voltage environment. The most important rules are: don't put a hand or both hands inside the amplifier when it is switched on. After switching mains off, wait several minutes until the capacitors on the power-PCB have discharged to below 30 Vdc. Remove the mains-cord when you have to connect meters or to solder or to change

anything inside the amp. If possible, don't work alone; have someone nearby who is instructed where to find the mains-off switch (or the plug to be pulled out of the mains-socket). Never touch a person under high-voltage stress.

There we go:

- 1) Remove Fuse-1 and Fuse-2 from the power supply PCB
- 2) Switch mains to 'on' and check the filaments of the power tubes for glowing; if OK: switch mains off. If not OK: check the filament wires. Switch mains-off.
- 3) Turn R9 and R10 fully counter clockwise
- 4) Measure with a DC-voltmeter between audio ground and pin 5 of the left power tube. Switch mains-on: after a while the reading should be environment -65 Vdc. Repeat this for the right power tube. Switch mains-off. Wait a while for discharging !!!
- 5) Place fuse-2: switch main-on; check with a DC-voltmeter for about 380 Vdc between pin H10 = 0,5B+ and audio-ground. The MSCF-circuit creates a slow raise of this voltage, so, take your time.
- 6) Check on the driver PCB with a DC-voltmeter between cap-left-side (= H6) and cap-right-side (= H7) and read close to 0 Vdc. Trim with R8 = DC-balance to exact 0,0 Vdc. Switch mains-off.
- 7) Place fuse-1 also; connect a DC voltmeter in parallel with the cathode resistor R17 = 1 Ohm. Connect a second DC voltmeter in parallel with R18 = 1 Ohm. Set the range of these two meters at 100 mV maximum.
- 8) Switch mains-on and check the B+ voltage. It should read around 760 Vdc in respect to audio-ground. MEANWHILE check the two meters over R17 and R18. They should read 0,0 mV.
- 9) Now slowly turn clockwise R9 and read the meter over R17 until the reading is 50,0 mV. Repeat this for R18 while turning R10 slowly clockwise. You will notice that the readings on R17 and R18 will influence each other. Repeat until the readings are stable at 50,0 mV.
- 10) Check the B+ voltage again and you will notice that it is around 720 Vdc. Also measure 0,5B+; its reading should be close to 360 Vdc.
- 11) Eventually repeat step 6). Next switch mains-off and wait for discharging.

The next section explains how to optimally trim the AC-balance:

- 12) Place the fuses-1 and -2; connect the meters over the cathode resistors R17,18 as indicated in 7) above.
- 13) Connect an 1 kHz sinewave oscillator to the amplifiers input. Set its output voltage to zero (to be turned upwards later).
- 14) Connect a 4 Ohm dummy load between the black and blue speaker terminals. Connect these terminals also to the oscilloscope input. Warning: the BLUE-speaker connection should go to scope-GND=black terminal and the BLACK-speaker connection should go to the scope-input=red terminal. (This is the only disadvantage of using the secondary as CFB-winding, but Audio-Research can live with it; so can we).
- 15) Switch the mains-on, wait for the two meters over R17 and R18 show 50 mVdc and slowly raise the oscillator voltage. Check the sinewave on the scope screen. It should be a nice sine-wave.
- 16) Meanwhile check the meters over R17 and R18. At larger sine wave input voltage their readings should raise equally. If that is not the case, than trim AC-balance = R7 till this condition is met up till maximum output just below clipping (now your second harmonic distortion is minimal at frequencies above 500 Hz).
- 17) If you don't own an oscilloscope, then you can trim R7 by using your ears. Trim R7 to the position where you softest hear the soft singing of the output transformer core.

Next trimming is for those who own spectrum analysis equipment

- 18) Apply 1 kHz sine input and trim R7 to minimum D2 at 2 kHz
- 19) Apply 40 Hz sine input and trim R17 (or R18) to minimum D2 (= 80 Hz). This measurement checks if the push-pull quiescent currents create absolutely equal inverse-sign magnetic fluxes inside the core of the OPT. When equal, the net DC-flux inside the core is zero (as it should be).
- 20) Do tests 18 and 19 at 1 W in 4 Ohm load at + 6 dBV = 2 Vrms output level.

You might wonder: can't trimming be more simple? Yes, but then you don't get the high quality level that we are aiming at. Then you have to rely on additional negative feedback (NFB) to remove all faults. However, the quality that you reach with careful trimming by hand surpasses NFB by remarkably better microdetail reproduction. Preventing faults really is better than healing afterwards with NFB (this is a pure Menno-rule).

9. Measurement results

The output power of the older PR20HE amp was 73 Watt, while the new Fet-version delivers 91 Watt. This difference is not a surprise because the secondary voltages of the new toroidal power transformer are larger. This has nothing to do with fet- or tube- drive.

The -3dB high frequency (f-3H) of the old and new amplifier version is about 35 kHz. This is mainly caused by the Miller capacitances of the power tubes. In the fet version f-3H easily can be raised by applying extra source followers, but subjectively I felt none desire to make such addition.

The next figure 9 show the spectrum measurement of an 1 kHz signal with magnitude of + 6 dBV in 4 Ohm load. This is the 1 Watt level where we mostly listen to at home. Please notice the small 50 and 100 and 150 Hz residual hum-levels, which underline proper MSCF-functioning. Around the basis of the 1 kHz test signal, some 100 Hz residuals cause intermodulation products, however with impressive smaller amplitude than in the earlier PR20HE amplifier. Again, this has nothing to do with fets versus tubes. It tells all about the MSCF-circuit.

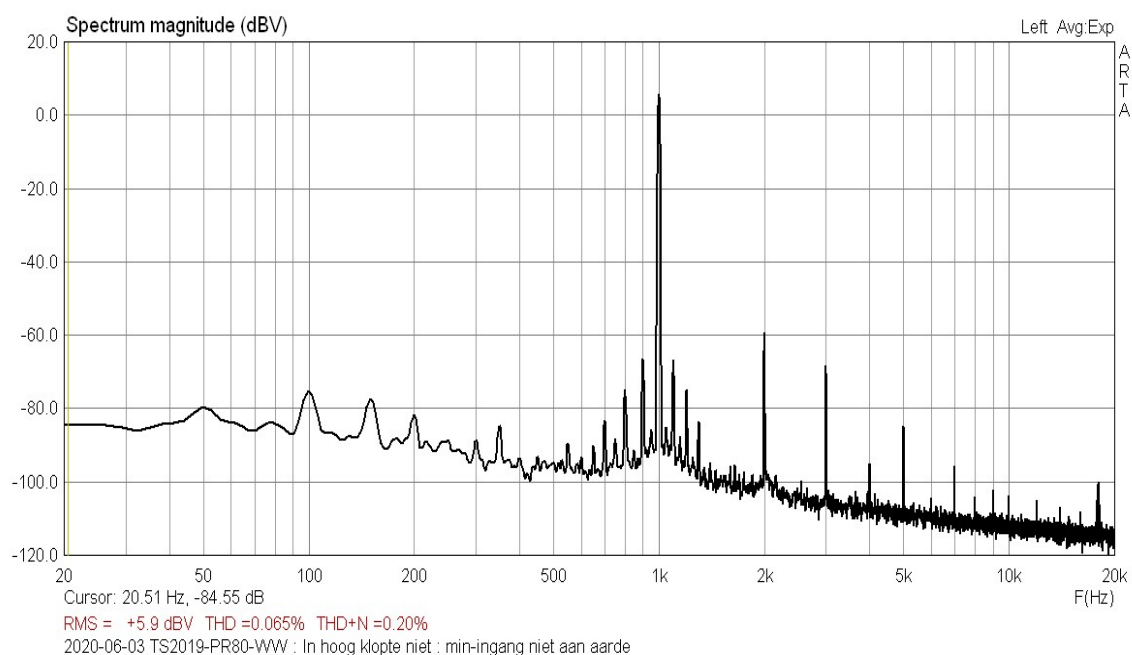


Figure-9: TS2019-PP80 with Fet drivers at 1 W in 8 Ohm

Figure-10 shows the harmonic distortion at 1 Watt level as function of the frequency. This is an older tube driven PR20HE measurement. I would love to make the scales equal to the next measurement in figure-11, but I can't because the old 2006 measurement file got lost on my computer.

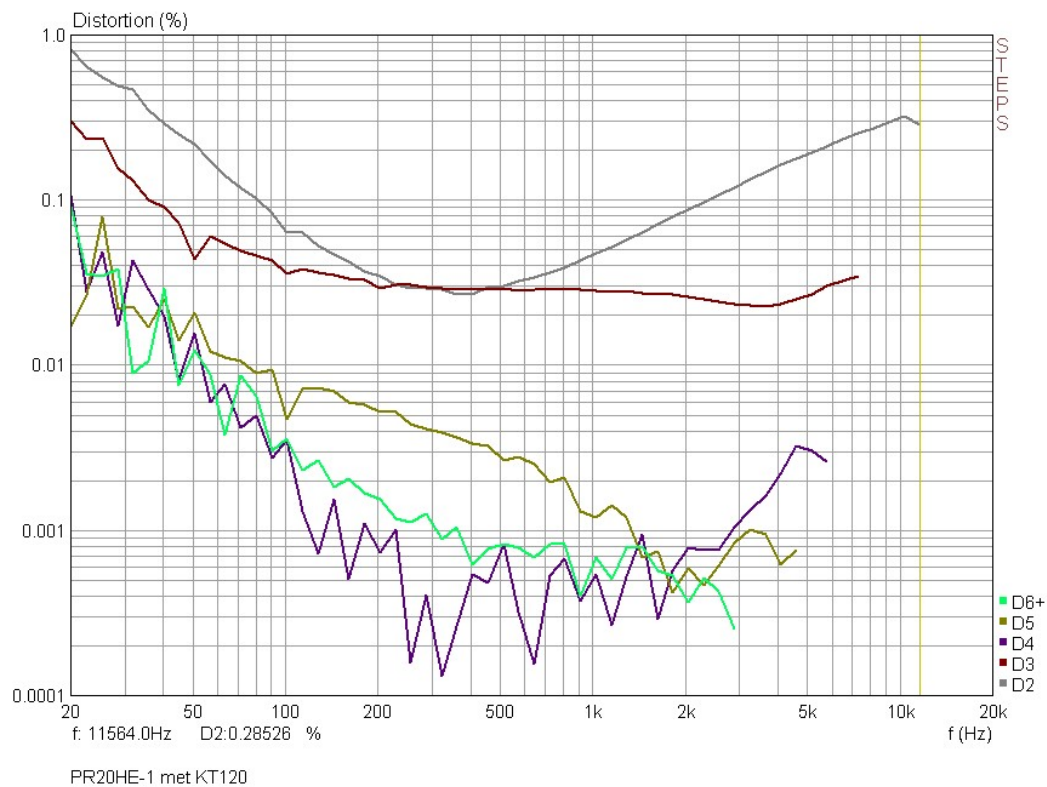


Figure-10: Harmonic distortions as function of the frequency of the tube-driven PR20HE

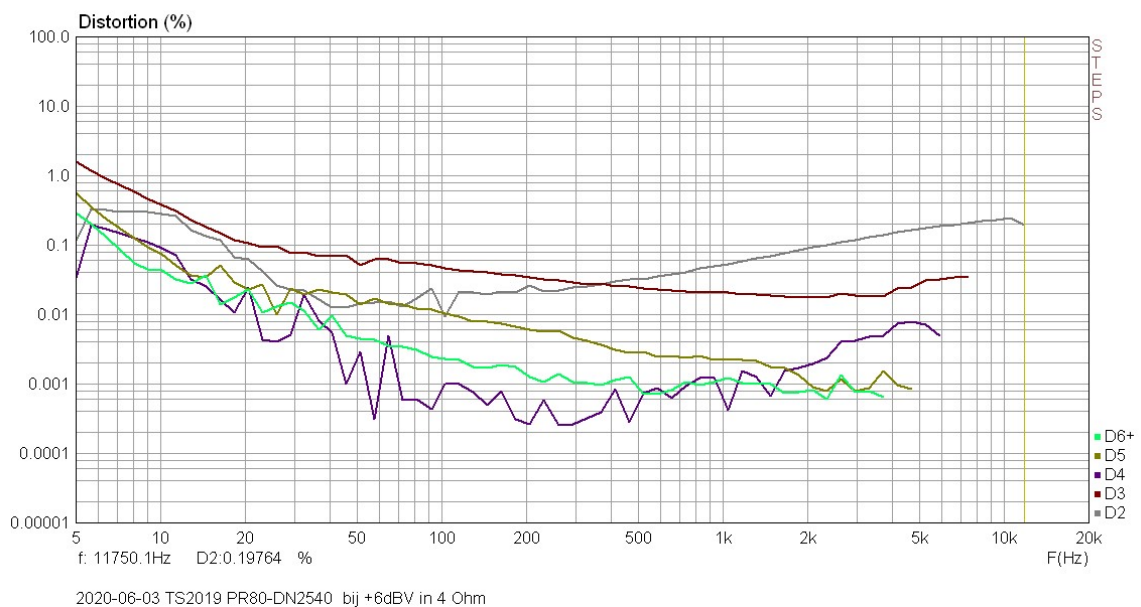


Figure-11: Harmonic distortions of the fet-driven TS2019-PP80

Now compare figure-10 with figure-11 which shows the results of the fet-driven amplifier. First have a look at 20 Hz: the tube-version distorts almost 1 % while the fet-version distorts 0,1 %. This clearly shows the improved Git80-t compared to its older EI-version. Also compare D2 at 10 kHz and D3 at 5

kHz. The results are almost equal in both amplifier versions, underlining the almost equal sound character that we noticed.

The next two measurements show the output impedance of the PR20HE (figure-12) and the TS2019-PP80 (figure-13) as function of the frequency.

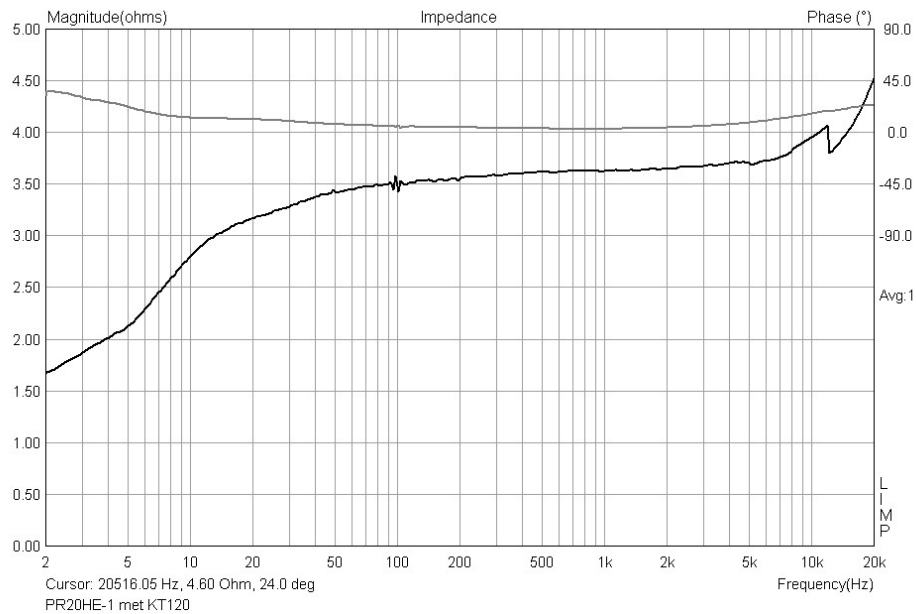


Figure-12: output impedance (at the 4 Ohm output) of the PR20HE with Git80-EI

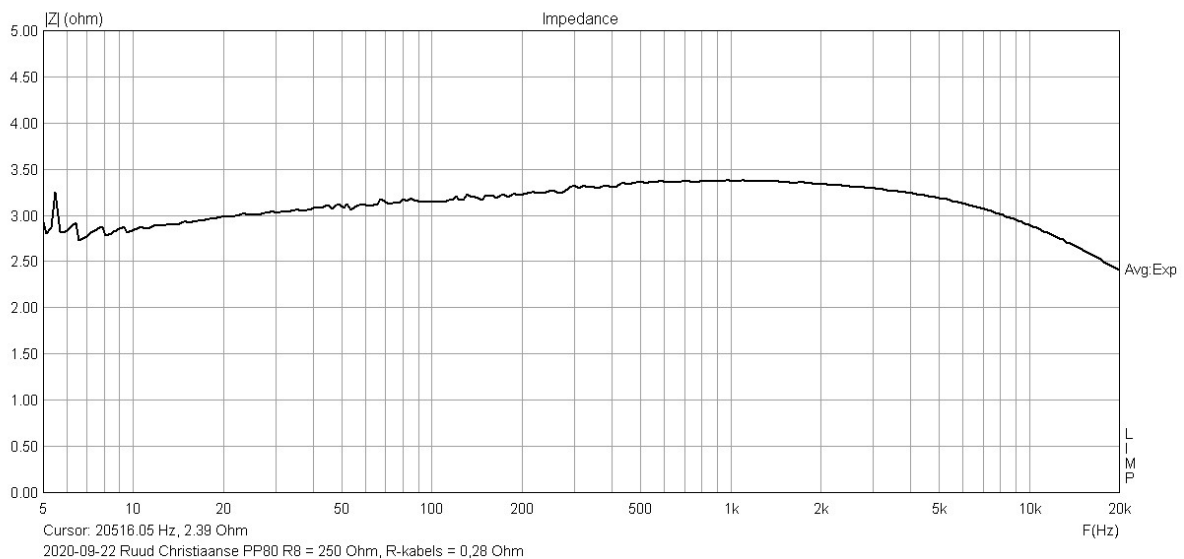


Figure-13: output impedance (at the 4 Ohm output) of the TS2019-PP80 with Git80-t

This comparison clearly shows that the low frequency behavior of the Git80-t has largely improved compared to the earlier EI-version. At higher frequencies around 20 kHz the EI version clearly shows larger leakage inductance, causing Z_{out} to become larger. As is known, in the toroidal Git80-t the leakage inductance L_{sp} is much smaller. These measurements prove this feature.

In the next text (in Dutch; please use Google Translate) in chapter-10 I introduce a simple phase-splitter-1 for the TS2019-PP80 amplifier, in chapter-11 followed by the results of a theoretical Mathcad research for a new and better one: phase-splitter-2.

10. Externe Fasedraaier-1

Mij viel op bij de TS2019-PP80 projectversterker, dat de twee DN2540 stuur-fets aan de ingang teveel taken tegelijk moeten verrichten. Ze moeten het signaal vanaf de ingang voldoende versterken en ook nog 2 perfecte signalen afleveren die voor alle frequenties even groot zijn en precies gespiegeld (in tegenfase), zodat de eindbuizen perfect in balans (push-pull) worden aangestuurd.

Het versterken lukt wel (factor 800 x als $R_8 = 250 \text{ Ohm}$), maar de fasedraaiing verloopt gebrekkig en is frequentie afhankelijk. Dat zie ik in nagenoeg alle metingen doordat (in het bijzonder) de 2-e harmonische vervorming boven 1 kHz begint op te lopen. Het balans-principe (van eindbuizen en uitgangstrafo), dat de tweede harmonische perfect hoort te onderdrukken, werkt dus niet goed. De geproduceerde tegenfase signalen zijn niet gelijk groot en zijn ten opzichte van elkaar verschoven (vertraagd). Hoe hoger de frequentie, hoe ernstiger deze afwijkingen worden.

Om de twee fets van teveel zware klussen te bevrijden, heb ik een externe fasedraaier ontwikkeld, met behulp van twee opamps. Zie het schema hieronder.

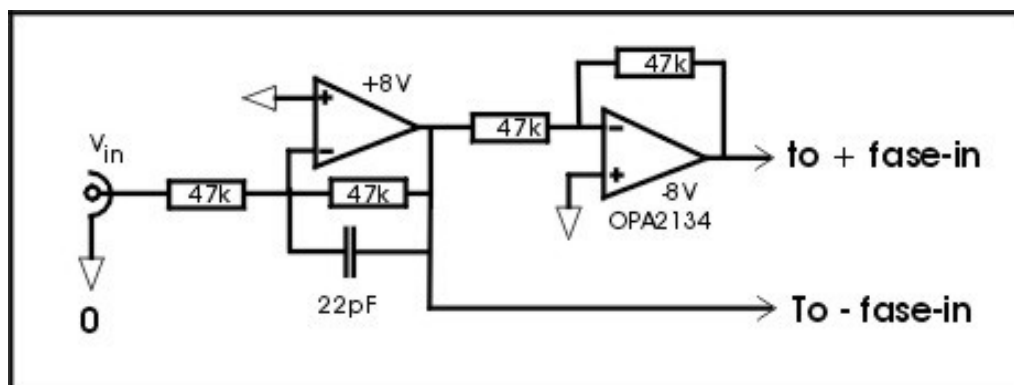


Figure-14 : Fasedraaier-1 voor TS2019-PP80 project versterker.

Een korte toelichting: De eerste opamp invertteert (om geen last te hebben van de niet constante ingangscapaciteit van de opamp) en versterkt exact $-1 \times$. Om het frequentiebereik in het hoog enigszins te beperken (doorschieten van blokgolven voorkom je daarmee) zit 22 pF parallel aan de 47 kOhm tegenkoppelweerstand, wat een f_{-3H} oplevert van 154 kHz (hoog genoeg: $f_{-3H} = 1 / (2 \cdot \pi \cdot R \cdot C)$).

De uitgangsimpedantie van de linker opamp is heel laag, wat nodig is om de DN2540-fet goed aan te sturen [om geen last te hebben van de hoge (150 pF) interne gate-source capaciteit binnen in de fet]. Dit signaal wordt naar de - ingang (de onderste DN2540) gestuurd.

De tweede opamp invertteert nog een keer (zonder frequentiebeperking, eenmalig aan het begin is genoeg). Diens uitgang is ook laagohmig en dat signaal gaat naar de bovenste DN2540.

De plus en min 8 V voedingsspanning zijn al op de voedingsprint aanwezig, dus dat is van geen zorg.

De totaalschakeling ziet er dan als volgt uit:

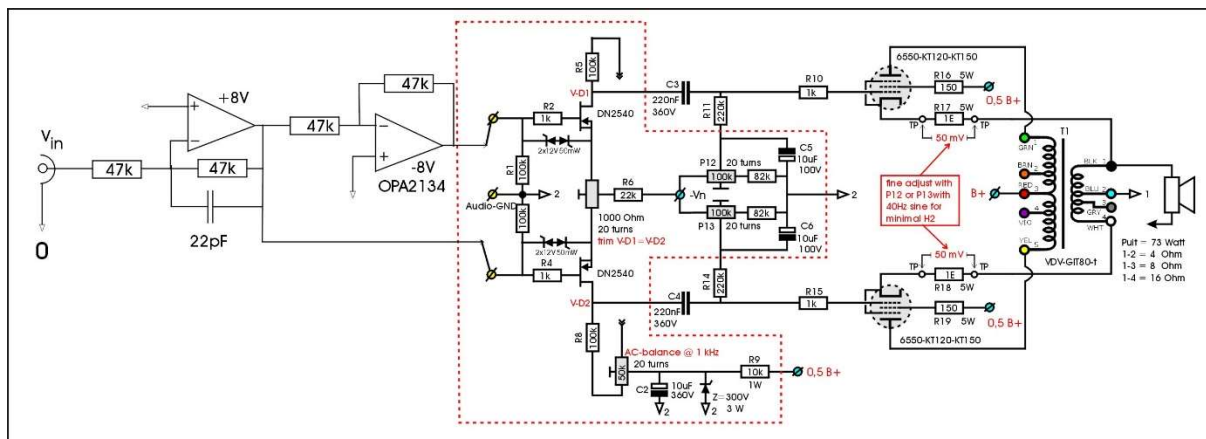


Figure-15 : TS2019-PP80 met externe fasedraaier-1

In de werkfoto hieronder zie je hoe ik deze fasedraaier in de versterker van Wim heb geplaatst.

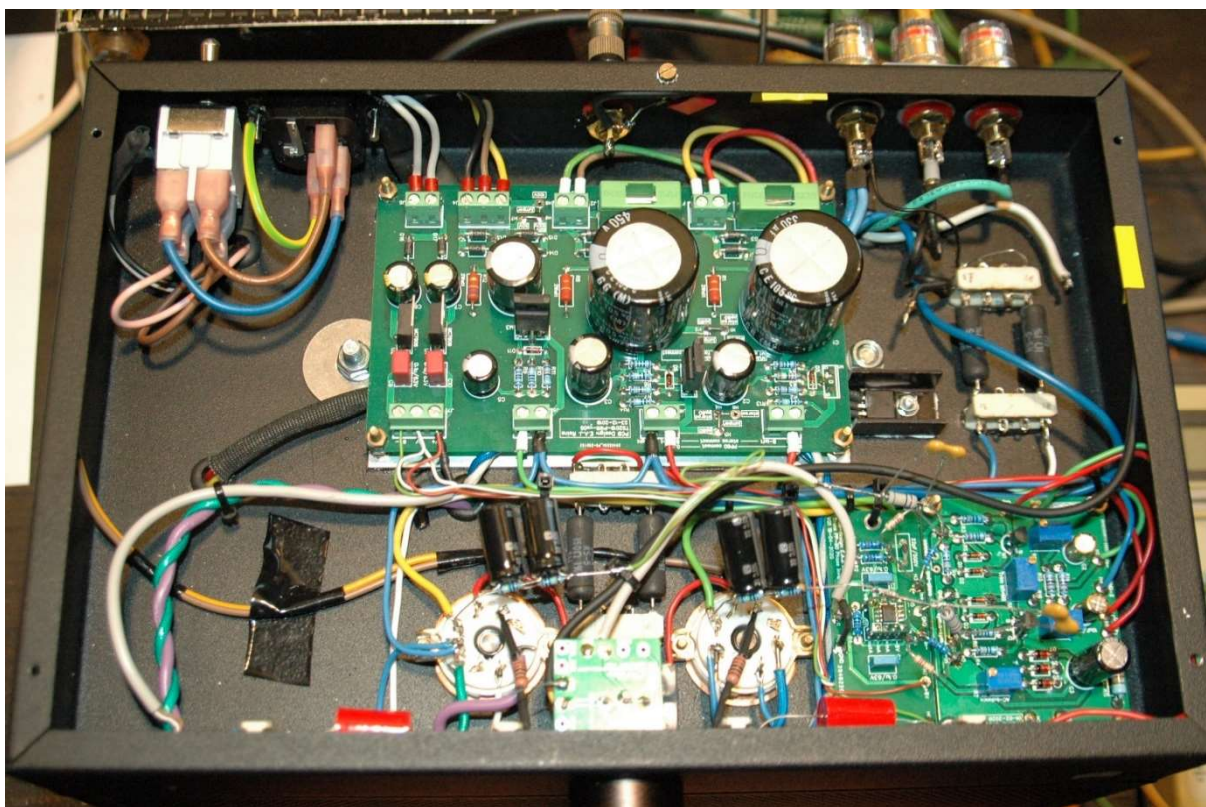


Figure-16 : Nieuwe fasedraaier-1 in de versterker van Wim.

Bij de proeven en metingen bleek dat de schakeling de fase veel schoner draait. De gemeten vervorming neemt behoorlijk af. Dus wat dat betreft

Echter, de 2-e harmonische loopt nog steeds op boven 1 kHz. Iets minder, maar toch. Zou ik iets over het hoofd hebben gezien, ergens geen rekening mee gehouden, iets vergeten? Ja, jammer genoeg wel. Maar wat dan? Zie verderop.

Ik beschrijf later wat proeven in de versterker van Wim met andersoortige tegenkoppelingen, waarbij deze fasedraaier-1 een belangrijke rol heeft gespeeld, ook al heeft hij foutjes. Later is hij vervangen door de betere fasedraaier-2, waarvan de print-gegevens beschikbaar zijn. Fasedraaier-2 is de aanrader, is de beste.

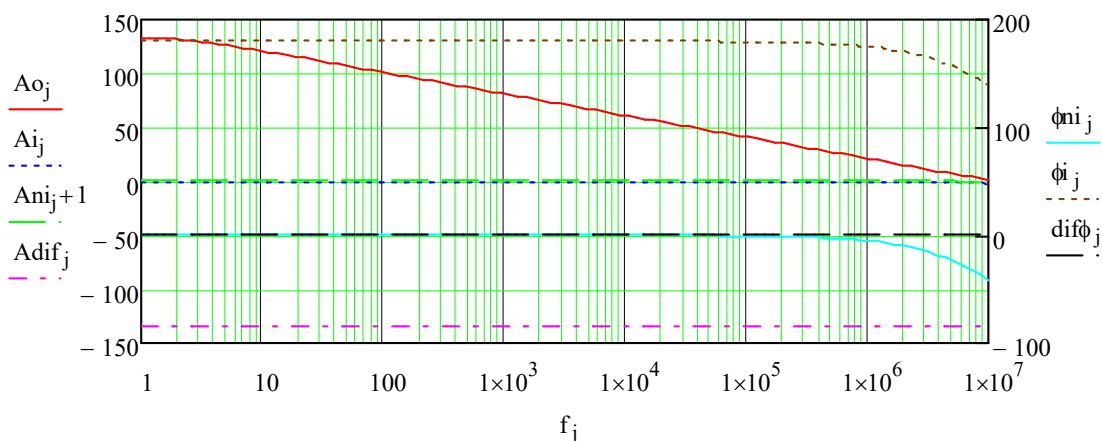
Veel zaken zijn nu stukken beter onder controle, al was het alleen maar de betere afregeling van minimale vervorming bij 1 kHz sinus @ 1 Watt in 4 Ohm belasting.

11. Externe Fasedraaier-2 :

De 'fout' die ik in fasedraaier-1 heb gemaakt is dat ik geen rekening gehouden heb met de vertraging die inwendig in een opamp plaats vindt. De doorlooptijd van het signaal in de opamp is niet oneindig klein, de opamp verschuift daardoor intern het uitgangssignaal ten opzichte van het ingangssignaal (afhankelijk van het GBP van de opamp, zie verderop).

Door de fasedraaier slimmer op te bouwen, kun je opamps extern compenseren voor die interne tijdvertragingen en er voor zorgen dat de + en – uitgangen precies dezelfde tijdvertragingen krijgen (dus ten opzichte van elkaar in de pas blijven lopen).

Ik laat hieronder de resultaten van een Mathcad-programma zien waarmee ik dat heb uitgerekend.



Figuur-17 : Linker verticale as (in dBV/V): de rode dalende lijn toont de open-lus versterking A_{oj} van de opamp.

(De werkelijke A_o van de OPA1656 verloopt tot ruim 100 kHz nagenoeg gelijk).

De onderste gestreepte paarse lijn A_{difj} toont dat de twee uitgangssignalen minder dan -130 dB onderling verschillen.

Rechter verticale as (in graden): de zwart gestreepte lijn $\text{dif}\phi_j$ toont aan dat het faseverschil tussen beide uitgangssignalen nul is, ook al draait de fase van beide signalen (zie ϕ_{nj} en ϕ_{ij}).

Horizontale frequentie as: deze is in [Hz], dus van 1 Hz tot 10 MHz.

Hoe pak ik dit aan? Ik stuur onder stringente condities het audiosignaal gelijktijdig door twee gelijke opamps. De bovenste is niet-inverterend (aansluiten op de + ingang van de opamp) en de onderste is wel inverterend (aansluiten op de – ingang van de opamp). Omdat de twee opamps van hetzelfde type zijn, worden hun interne vertragingstijden nagenoeg gelijk.

De OPA1656 die ik hier gebruik heeft een GBP (Gain Bandwidth Product) van ongeveer 50 MHz (extreem snel). Met een klein trim-condensatortje van enige pF kan dan het minieme resterende verschil in vertragingstijden worden weggeregeld.

Op de proefprint die Erwin nu maakt is extra een echte balans ingangstrap toegevoegd. We gaan spoedig testen en als alles lukt volgt publicatie.

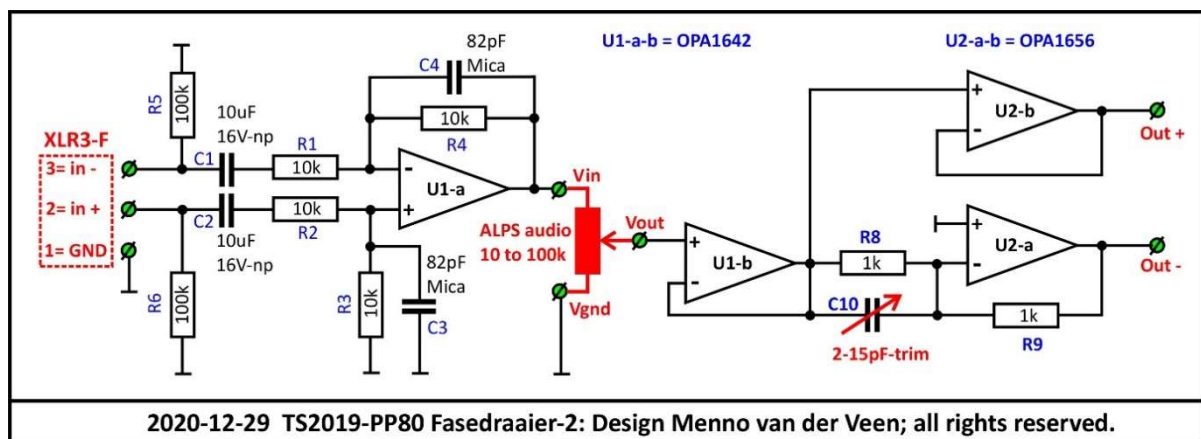
Ziedaar: de oplossing gloort aan de horizon!

Ik herinner me dat ik jullie vanaf het begin van project TS2019-PP80 al had verteld, dat de fasedraaier de bottleneck zou worden. De praktijk toont dit nu ook aan. Ik vertelde toen dat een ingangstrafo van mijn hand het probleem zou kunnen oplossen. Echter, zo'n trafo, met bijbehorende ontwikkelkosten en lange ontwikkeltijd (= project-vertraging) en kleine afzetmarkt, wordt naar verhouding erg duur. Daarom streef ik nog steeds eerst naar een oplossing met opamps. [Maar er is misschien een trafoklant op komst die zo'n trafo wil en dan liggen de ontwikkelkosten bij hem/haar. Dat maakt de zaak weer anders, afhankelijk van rechten, verplichtingen en afspraken].

Waarom wist ik vanaf het begin dat de fasedraaier moeilijkheden zou veroorzaken? Door mijn ervaring dat niets perfect is en ook omdat ik Frank had gevraagd een Spice simulatie uit te voeren van het TS2019-PP80 ontwerp. Ik kreeg toen als reactie: "Menno, wat een geweldige versterker; hoe haal jij zo maar -150 dB vervorming terwijl je in je hoofd ontwerpt?" Waarop ik antwoordde: "wacht maar tot hij gebouwd is; de praktijk en Spice zijn elkaars vrienden niet". Frank had een ideale fasedraaier geprogrammeerd en toen ik hem vroeg om een gewone fasedraaier te programmeren (zo'n ding dat je bouwt van losse onderdelen), bleef van die -150 dB vervorming niet veel over. Tja ...

Ik had het in mijn vorige bericht (23/24 november 2020) al aangekondigd dat fasedraaier-2 in aantocht is. De schakeling is nu klaar en wordt hier besproken.

Het complete schema van fasedraaier-2 staat hieronder. Het is wat complexer dan de vorige versie. Dat komt vooral omdat ik er een gebalanceerde ingangsversterker aan toe heb gevoegd.

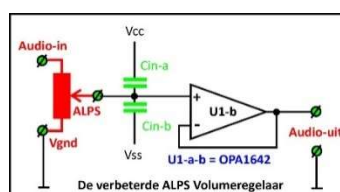


Figuur-18: Het complete schema van fasedraaier-2

De gebalanceerde ingang is de schakeling rondom U1-a. De ALPS volumeregelaar plus U1-b zorgen samen voor een schone volumeregeling. De eigenlijke fasedraaier bestaat uit de opamps U2-a-b. Als eerste bespreek ik de ALPS volumeregelaar.

11-1: Sectie-1: De geoptimaliseerde ALPS volumeregelaar.

Onderstaand schema geeft alleen de volumeregeling weer. De audio-ingang is rechtstreeks aan de bovenkant van de ALPS-pot aangesloten.



De volumeregelaar heeft een waarde van 10 tot 100 kOhm, afhankelijk van het type dat je hebt aangeschaft. Vanaf 'audio-in' tot aan de plus-ingang van opamp U1-b kan de volumeregelaar weergegeven worden door een weerstandsdeler waarvan de effectieve weerstand afhangt van de stand van de volumeregelaar.

Ik heb extra twee groene condensatortjes getekend: Cin-a en Cin-b. Deze vormen samen de ingangscapaciteit van de opamp. In een gewone Jfet-opamp zijn Cin-a-b NIET constant, maar variëren ze in waarde met de momentane grootte (AMPLITUDE) van het audiosignaal.

Samen met 'de weerstand' van de potentiometer vormen deze condensatortjes een laagdoorlaat filter, waarvan de -3dB-hoog-frequentie (f-3H) niet constant is, maar wijzigt met de grootte van het audiosignaal. f-3H ligt omgeving 300 kHz, afhankelijk van de ALPS-weerstand.

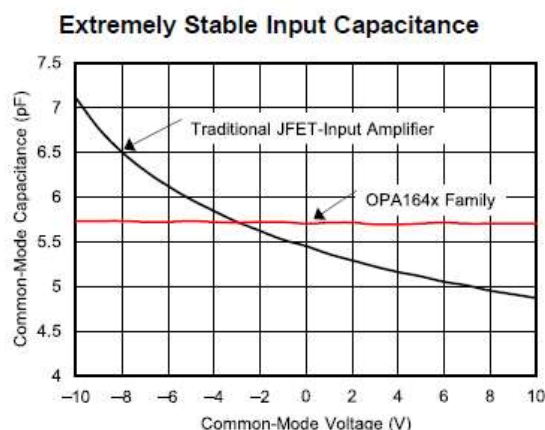
Je krijgt dus een laagdoorlaatfilter waarvan de hoge f-3H meebeweegt met de grootte van het audiosignaal. Dat veroorzaakt een niet constante fase-verschuiving in het audiobereik die je als onrust in het geluidsbeeld ervaart. John van der Sluis ontdekte dit vele jaren geleden en beschreef het in zijn blad Audio en Techniek.

Voor zover mij bekend is er op dit moment slechts één opamp (de OPA164x-serie) die constante Cin capaciteiten heeft. Bij alle andere opamps is Cin audiospanning afhankelijk. Dit is de expliciete reden waarom ik de OPA1642 hier toepas. De ALPS-potentiometer wordt nu hoogohmig belast (waardoor hij zijn logaritmische regelcurve nauwkeurig volgt) en er treedt geen variabele filter-invloed meer op, waardoor de fase-onrust uit het geluidsbeeld verdwijnt.

Kun je dat horen? Ja zeker. Ik heb nog nooit zo'n schoon en zuiver en rustig signaal met een ALPS potentiometer gehoord.

'De potentiometer stijgt een klasse in kwaliteit'. Ik zet dit tussen haakjes, want er is niks aan de ALPS veranderd. Hij wordt nu heel correct en constant belast, waardoor de onrust gevende fasevervorming niet meer optreedt. Aan de uitgang van U1-b is het signaal laagohmig en daardoor ongevoelig voor wat je er dan nog achter hangt. De ALPS merkt daar niks meer van.

Hieronder zie je de grafiek waarmee de fabrikant de constantheid van Cin-a-b in beeld brengt.



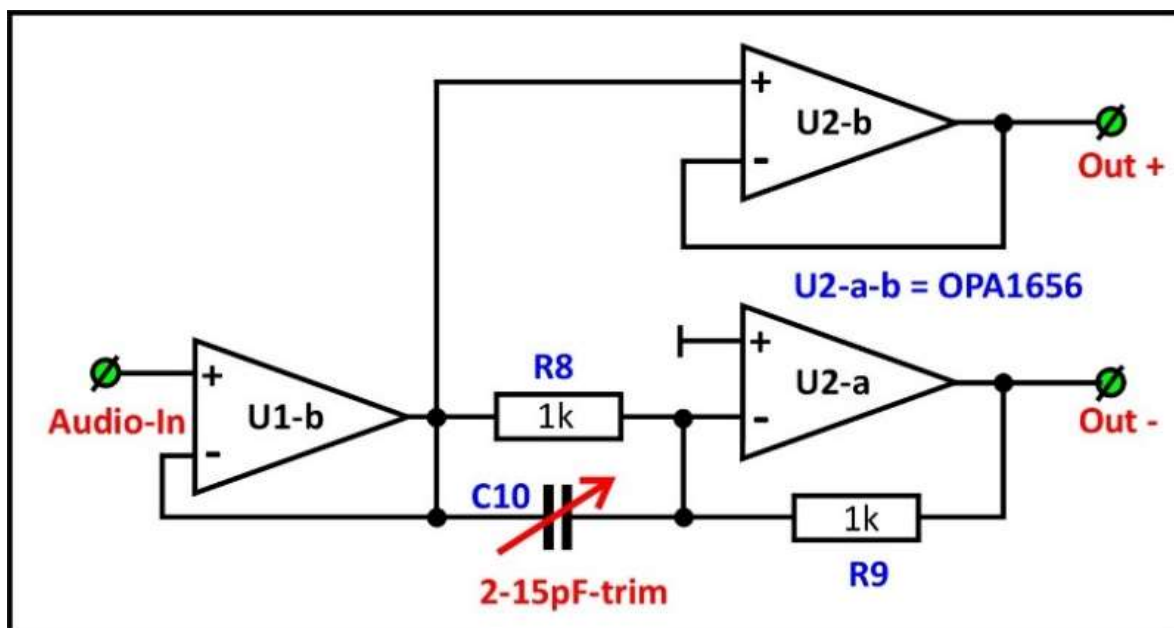
Deze constante Cin is een geweldig cadeau, waardoor potentiometers optimaal gaan werken. Je kunt het bovengenoemd fase effect ook minimaliseren door 1kOhm potentiometers te gebruiken. Dit is heel gunstig voor lage ruis, maar het vraagt wel veel stroomcapaciteit van de aansturende bron.

11-2: Sectie-2: de fasedraaier.

In onderstaand schema heb ik U1-b opnieuw getekend, want de uitgangsimpedantie van U1-b is een essentieel onderdeel van de goede werking van deze schakeling.

In mijn eerdere bericht heb ik iets verteld over de berekening van deze schakeling. In het kort komt het neer op: in U2-b en in U2-a wordt het signaal iets vertraagd. Voor correcte fasedraaiing is de eis dat de vertragingstijden in U2-a en in U2-b exact gelijk zijn. Dat kun je precies instellen (trimmen) met de regelbare capaciteit C10. Hoe dat in de praktijk moet vertel ik verderop.

U2-b versterkt +1 keer en U2-a versterkt -1 keer, mits R8,9 exact gelijk zijn en de uitgangsimpedantie van U1-b verwaarloosbaar is ten opzichte van R8 = R9. Daarom heb ik U1-b opnieuw getekend en ik herhaal wat eerder bij de volumeregeling is verteld: de uitgangsimpedantie van U1-b is heel laagohmig (reken dat eens na, je gaat misschien schrikken van wat daar allemaal gebeurt). Voor onze toepassing wordt aan alle voorwaarden voldaan en hoeven we alleen rekening te houden met R8,9.

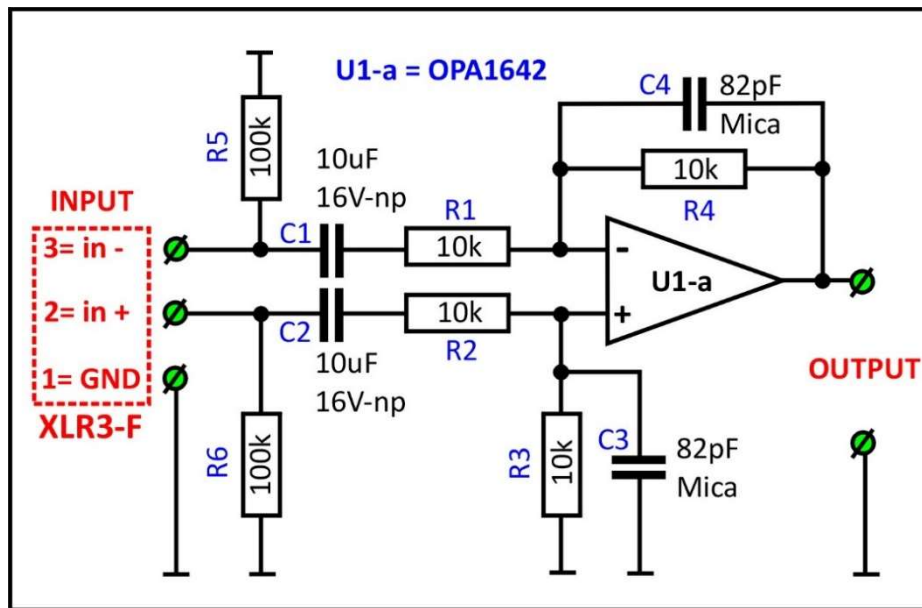


Jullie zouden nu kunnen zeggen: “de OPA1656 heeft geen constante C_{in} ; heb je daar nu last van”? Nee, want U2-b wordt rechtstreeks door de lage uitgangsimpedantie van U1-b aangestuurd, waardoor de variërende filterfrequentie f_{-3H} in de omgeving van 7 GHz komt te liggen. Daar merk je in het audiobereik tot 20 kHz niks meer van.

Soortgelijk geldt voor U2-a: inverterend; dus virtuele aarde; dus speelt variatie van C_{in} geen rol. Is dat echt zo? Nee, het is niet waar als je bij 20 kHz de vervorming gaat meten. Ik heb hier al eerder op gehint, vanwege een onverwachte toename in H2. Echter, voor onze toepassing spelen zulke micro-effecten een verwaarloosbare rol omdat de buizen eindtrap zelf al meer H2 vervormt bij 20 kHz. Deze nieuwe super eenvoudige schakeling is in staat om tot 1 MHz de fasedraaiing constant op 180 graden te houden. Dat bereik je met trafo's nooit.

Een laatste opmerking: ik heb heel bewust voor de OPA1656 gekozen omdat deze een GBP (= gain-bandwidth-product) heeft van 55 MHz. Deze opamp is extreem snel waardoor je met heel kleine correctie (met C10) de schakeling perfect kunt laten werken tot 1 MHz. Daarnaast heeft deze opamp een extreem geringe eigen vervorming. Het is echt een schitterend ding.

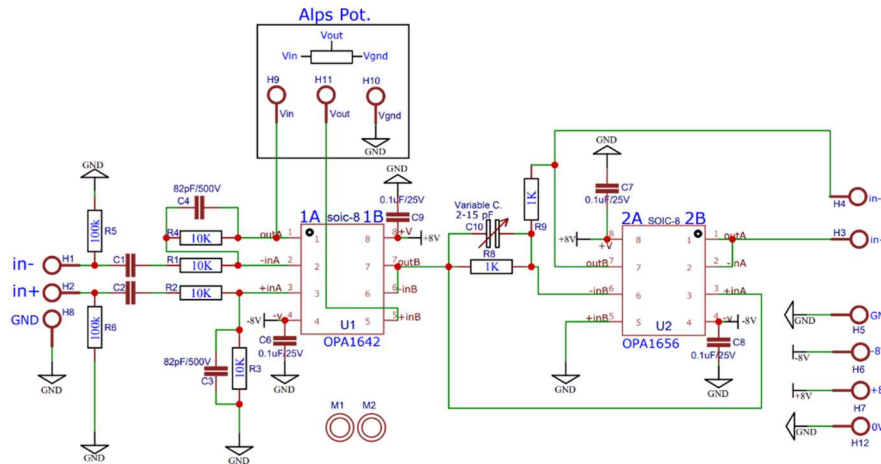
11-3: Sectie-3: De gebalanceerde ingangsversterker.



- Deze schakeling is een standaard (text book) schakeling. Hij versterkt de spanning tussen de in+ en in- ingangen 1 x.
- De ingangsimpedantie bedraagt ongeveer $2 \times 10 \text{ k}\Omega$ (R1,2). Deze waarde is een balancering tussen lage ruis (1 k Ω) en voldoende grote ingangsimpedantie (100 k Ω) om buizen- signaalbronnen minimaal te belasten. Ik heb uiteindelijk gekozen voor een moderne tussenwaarde van 10 k Ω .
- Het frequentiebereik is aan de bovenkant beperkt door C3,4 en de bijbehorende f-3H ligt constant bij 194 kHz.
- De ingang is voor gelijkspanningen ontkoppeld met C1,2 en de bijbehorende f-3L ligt bij 0,6 Hz. Belangrijk is om voor C1,2 non-polaire (ook wel bi-polair genoemd) typen te gebruiken (want die hebben minimale gehoormatige invloed, indien gecombineerd met f-3L $\ll$ 20 Hz).
- In deze schakeling is het constant zijn van Cin een essentiële voorwaarde (de common mode spanning is ongelijk aan nul), waarom ik ook hier bewust gekozen heb voor de OPA1642.
- (Maar laat ik eerlijk wezen: U1-b moest de OPA1642 zijn. De OPA1642 bevat 2 opamps; dus ik had er eentje over. Om iedereen tevreden te stellen heb ik de overgebleven opamp U1-a gebruikt om er een gebalanceerde ingangstrap mee te maken).
- Is deze schakeling de beste gebalanceerde ingangsversterker? Nee, het kan beter met nauwkeurig gelijk getrimde weerstanden R1,2,3,4 of met een professionele differentiële versterker (waarvoor in totaal 3 opamps nodig zijn). Echter, voor onze TS2019-PP80 toepassing is deze versterker meer dan goed genoeg.
- (Verderop geef ik aan hoe je voor een asymmetrische RCA-Cinch-Tulp-ingang deze schakeling kunt passeren of slim kunt gebruiken).

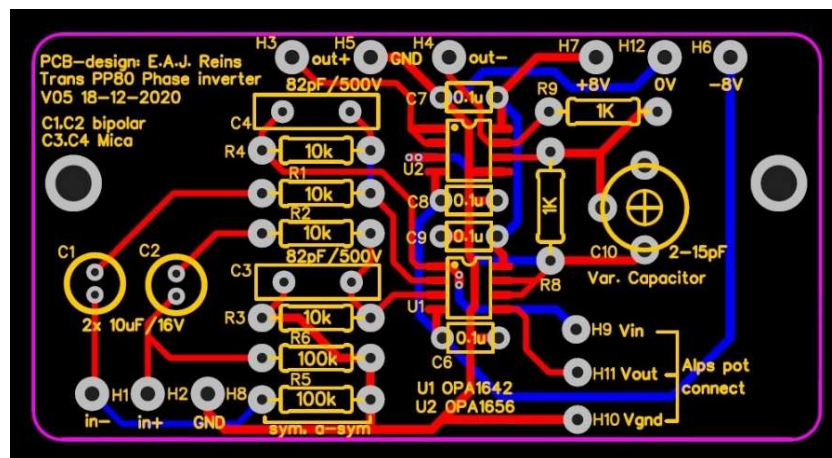
11-4: Het printschema en de print en de aansluitingen en de SOIC8-IC's

Ik heb Erwin gevraagd om de print te ontwerpen en na wat heen en weer gefiets is daar weer een prachtige print uit ontstaan. Erwin start dan met een ander soort schema: een logistiek schema waarin de meest logische verbindingen zijn gekozen (vanuit de print lay-out gezien). Zie hieronder:



Figuur 11-4: Fasedraaiër-2 logistieke schema

Met dit schema is Erwin baantjes gaan trekken, gaan puzzelen. Ik had als extra eis gesteld dat de OPA1645 en OPA1656 IC's rechtstreeks op de print gesoldeerd moeten worden (SOIC8 voetjes). Zie hieronder het fraaie resultaat.



Figuur 11-5: PCB van fasedraaiër-2

Als je hier goed naar kijkt dan zie je dat Erwin extra 0.1uF/25V condensatortjes vanaf de pootjes 4 en 8 van elk IC naar aarde heeft aangebracht (C6,7,8,9; noodzakelijk om IC-oscillaties te voorkomen).

<https://www.digikey.nl/products/nl?keywords=81-RDER71E104K0K1H3B>

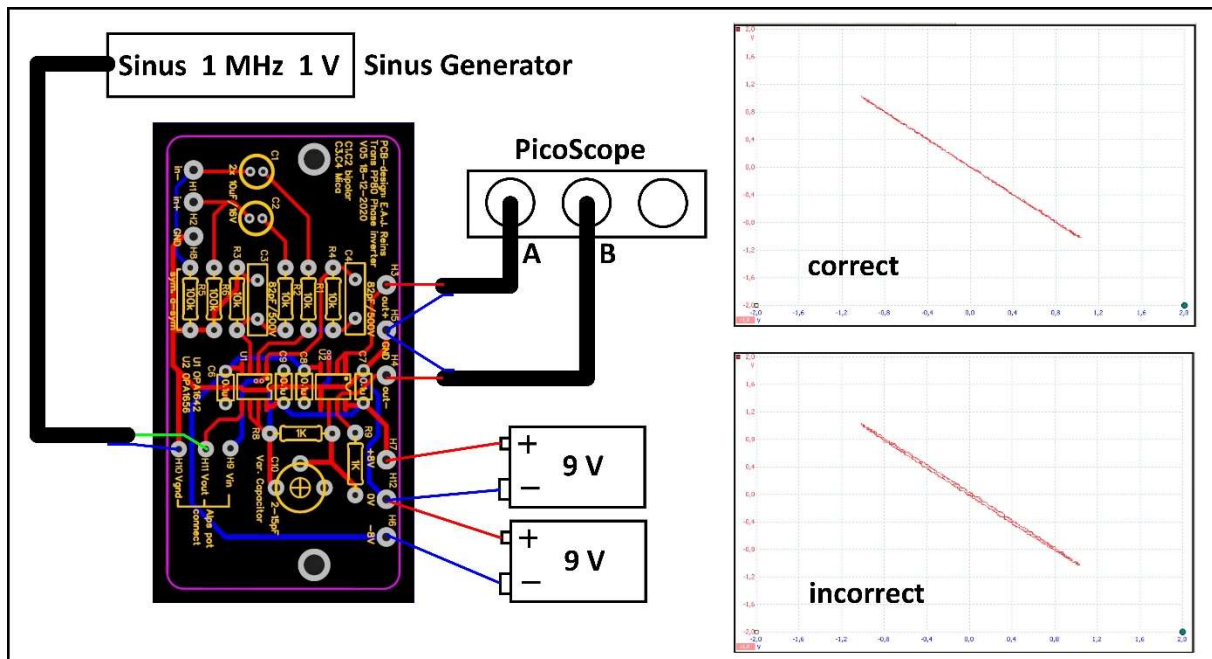
Tevens is nu de trim-capaciteit C10 goed te zien; zie onderstaande link voor de details van C10.

<https://www.digikey.nl/product-detail/nl/sprague-goodman/GYA15000/SG3002-ND/65241>

Alle weerstanden zijn ¼ Watt metaalfilm. Als je de gebalanceerde ingang niet gebuikt, plaats dan niet R1,2,3,4,5,6 en C1,2,3,4. Al deze componenten liggen links naast de IC's. Het niet monteren ervan veroorzaakt geen enkel probleem.

11-5: Afregelen van C10.

- Dat kun je het beste doen voordat je het printje in je versterker zet.
- Gebruik voor de voeding dan twee losse batterijtjes van 9 V.
- Stel de sinusgenerator in op 1 MHz met een uitgangsspanning van ongeveer 1 V.
- Gebruik een twee-kanaals-oscilloscoop in XY-mode. Bijvoorbeeld de Picoscope-2000-series voldoet hier heel goed. Dankzij Frank zit die nu standaard gekoppeld aan mijn meetcomputer en kan ik gemakkelijk plaatjes plakken.
- Ik heb het schema voor de afregeling hieronder in een tekening gezet.



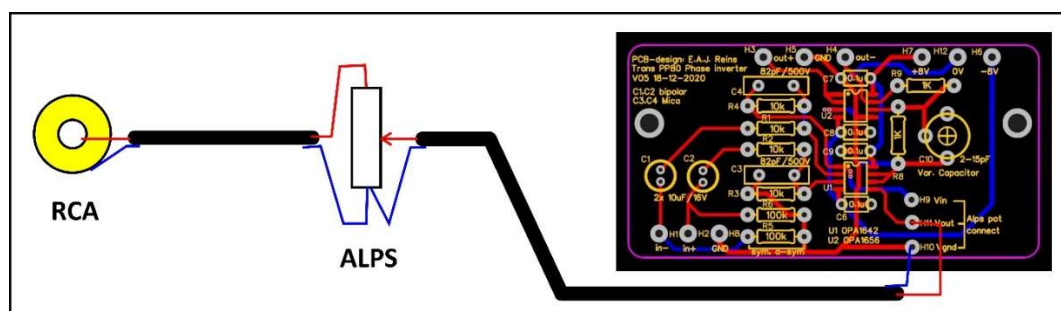
Figuur 11-6: afregel opstelling van fasedraai-2

Afregelen: draai aan C10 totdat het XY-scope-beeld een schuinstaande rechte lijn is (geen ovaal). De instelling is eenmalig; daarna moet je deze niet meer veranderen.

Wat nu als je deze meetapparatuur niet hebt? Overleg dan met je studiegenoten via TS-mail en maak afspraken om elkaar te helpen. Kom je langs in de TS-kliniek, dan kan ik de afregeling in een vloek en zucht voor je doen.

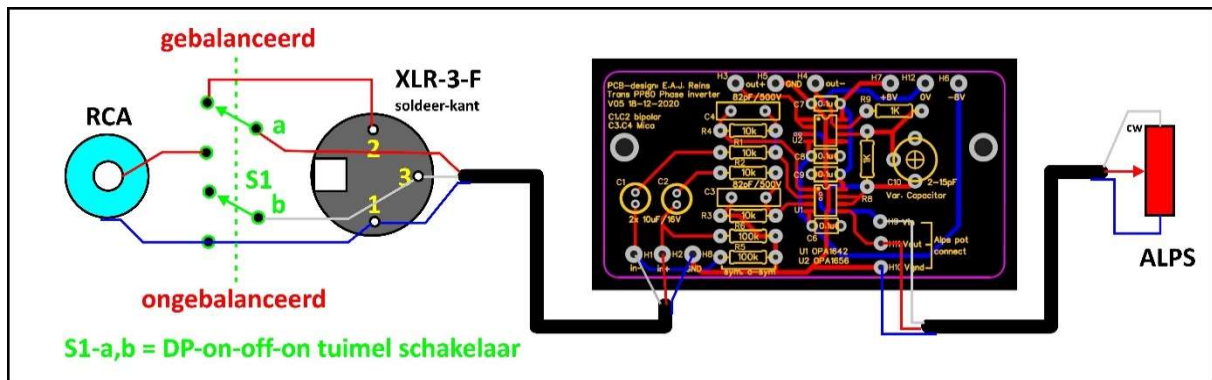
11-6: Aansluiten van een ongebalanceerde RCA-Tulp-Cinch-ingang.

Zie het aansluitschema hieronder. De sectie U1-a wordt nu niet gebruikt.



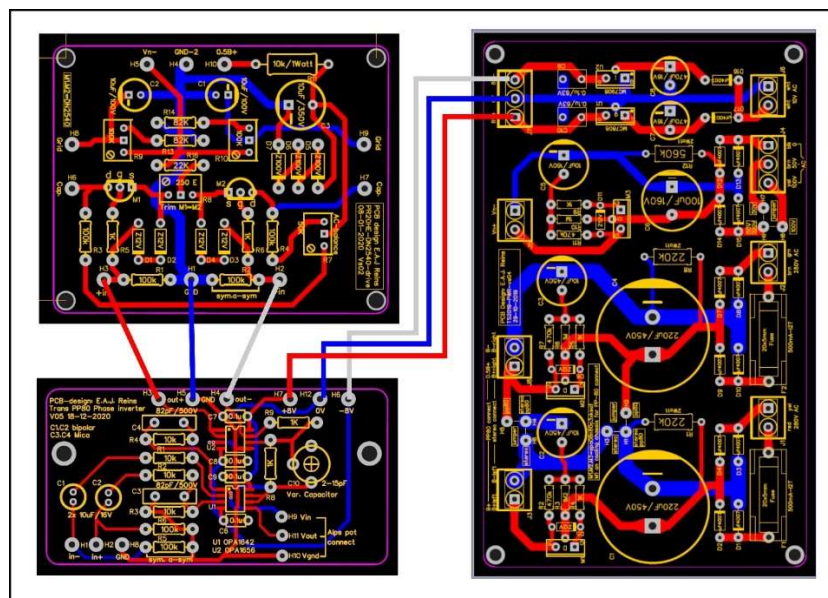
Figuur 11-7: ongebalanceerde ingang aansluiting

11-7: Aansluiten van een gebalanceerde ingang die je ook ongebalanceerd kunt schakelen.



Figuur 11-8: omschakelen tussen gebalanceerd en ongebalanceerd

11-8: Aansluiten op de hoofdprint en voorkeursinstelling van je PP80



Figuur 11-9: bedrading van fasedraaier-2

- Denk er om dat R2 op de stuurprint nu 100 kOhm moet zijn.
- Denk er om dat R8 op de stuurprint nu 1 kOhm moet zijn (instelpot Trim M1 = M2)
- En wat ik nog meer wil vertellen
- Subjectief t.o.v. fasedraaier-1: schoner, meer ruimte en details, sss-en en ttt-en mooier

12. Studie over verschillende vormen van tegenkoppelen.

Kun je naast kathode tegenkoppeling nog extra tegenkoppelen?

Bovenstaande gaat over de versterker die ieder van jullie nu bouwt of klaar heeft. Op dat vlak hoef ik dus geen extra proeven te doen, maar ik wil er nog wel iets over zeggen.

Naast de kathode tegenkoppeling moet je GEEN extra globale tegenkoppeling toepassen. Als je kathode tegenkoppelt (zoals we nu doen), dan moet je daaroverheen niet nog een extra tegenkoppeling maken. Het geluidsbeeld slaat snel morsdood. Het geluid wordt vlak en totaal oninteressant. NIET doen dus.

Hoe weet ik dit: uit mijn Radio Bulletin ontwerp van 1987 van de VDV100 eindversterker. Daar deed ik anode tegenkoppeling en globale tegenkoppeling. Die twee bevochten elkaar (al had ik dat toen nog niet door). Totdat ik koos voor -of- anode tegenkoppeling -of- globale tegenkoppeling. Toen bloeide het geluidsbeeld meer open. Latere proeven met kathode- EN globale- tegenkoppeling lieten hetzelfde beeld horen. Je doet -of- het één -of- het andere, maar niet tegelijk.

Daarom adviseer ik ieder om voor $R_8 = 1000 \text{ Ohm}$ te kiezen, zolang je alleen kathode tegenkoppeling toepast. Wil je toch nog iets tegenkoppelen, kies dan $R_8 = 500 \text{ Ohm}$. Dan kun je ietsje extra globale tegenkoppeling toepassen van uitgang naar ingang, maar alsjeblieft niet teveel. Speel er maar mee en stel vervolgens in wat JIJ fijn vindt klinken.

$R_8 = 250 \text{ Ohm}$ is alleen voor freaken zoals Menno, die toch nog eens willen spelen met globale tegenkoppeling, alhoewel op voorhand bekend is dat dit niet een gemakkelijke route is. Ondanks dat, toch nog maar eens opnieuw proberen wat massieve globale tegenkoppeling zou kunnen opleveren? Zie een deel van de resultaten verderop.

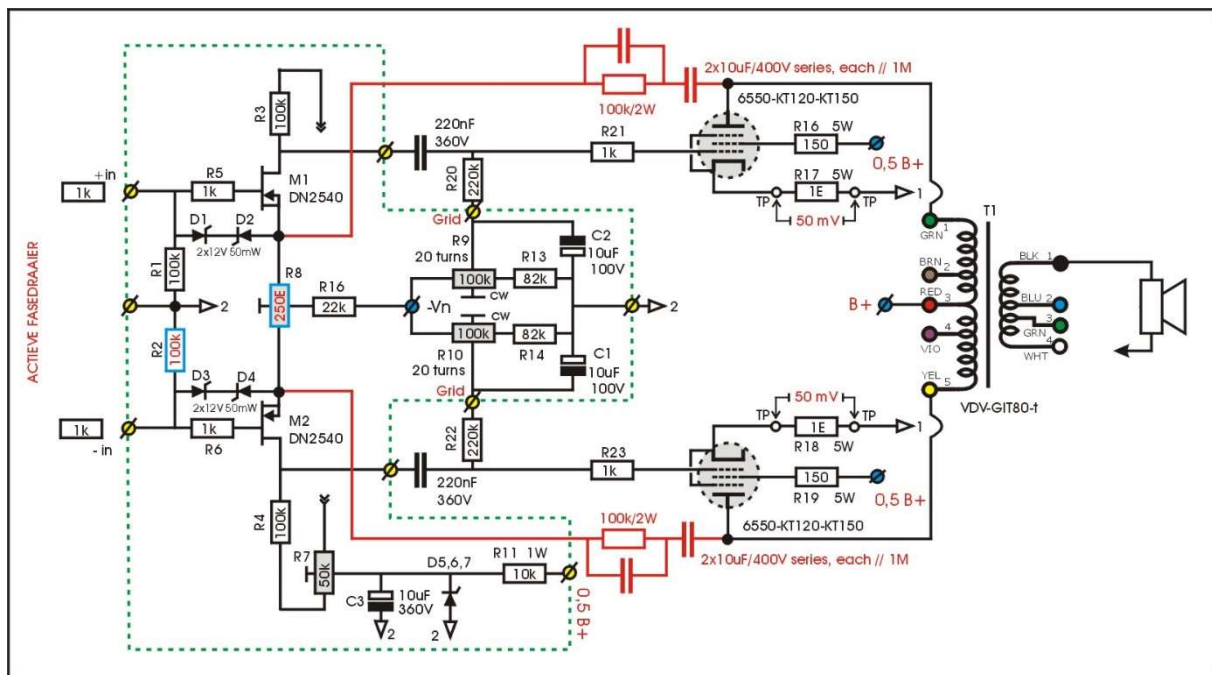
In het basisontwerp van de TS2019-PP80 versterker heb ik heel bewust voor kathode tegenkoppeling gekozen, om de dempingsfactor (aan de uitgang) zonder grote inspanning redelijk groot te laten zijn, zodat je niet naar 'blubber' basgeluid hoeft te luisteren. Ook is de vervorming bij kathode tegenkoppeling redelijk laag, want de eindbuizen worden behoorlijk gelineariseerd door deze lokale tegenkoppeling.

LET OP: in de schema's die nu volgen, zijn de kathodes losgemaakt van de secundaire wikkeling.

Dus de kathode tegenkoppeling is weggehaald. De kathodes van de eindbuizen gaan nu rechtsreeks via 10 of 1 Ohm weerstanden naar aarde.

12-1: Lokale tegenkoppeling vanaf de primaire naar de **source van de DN2540 :**

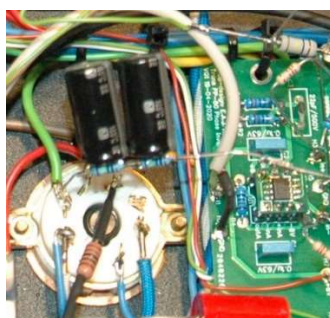
De schakeling hieronder wordt aangedreven door de fasedraaier-2. Vanaf de anode van de eindbuizen wordt er tegengekoppeld (per balans helft) naar de source van de aandrijvende DN2540 fet. Merk op dat de uitgangstrafo NIET binnen de tegenkoppellus zit. We gaan hier richting Trans, echter nu met extra versterking vóór de eindbuis (LinearAudio: issues 5 and 8; MTA).



Figuur-12-1: Lokale tegenkoppeling VOOR de uitgangstrafo, vanaf de anodes van de eindbuizen naar de sources van de aandrijvende DN2540 Fets.

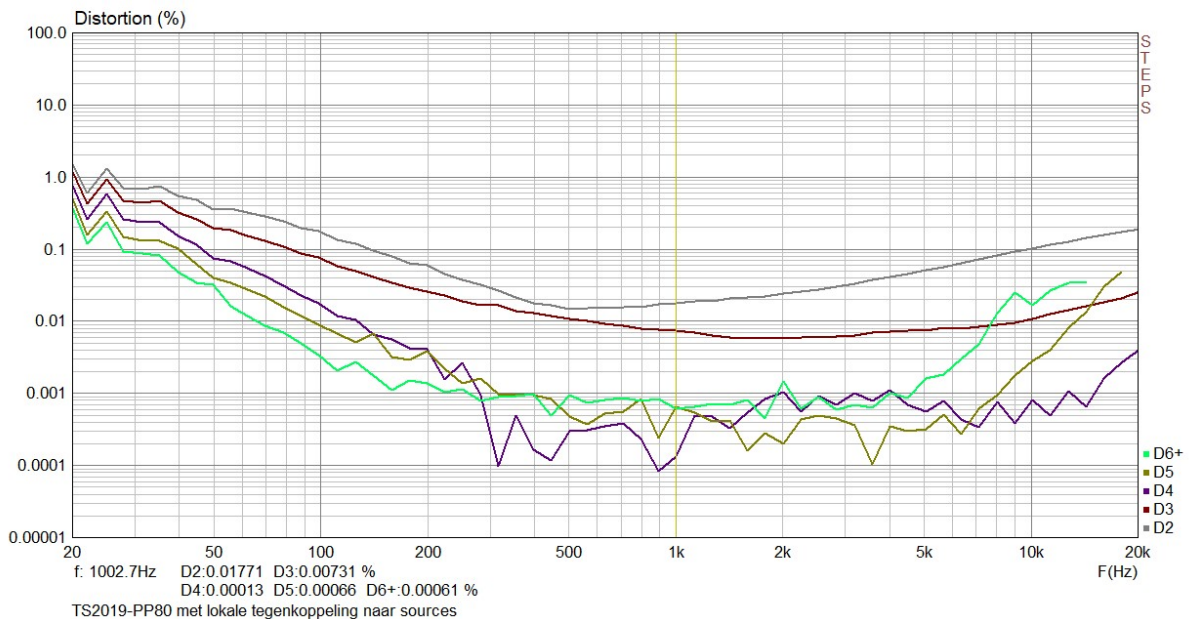
De techniek die ik hier toepas is al heel lang bekend. In oudere ontwerpen wordt dan gekoppeld naar de kathodes van de aandrijvende stuurbuis (ECC81 bijvoorbeeld). Opmerkelijk is dat deze tegenkoppeling goed werkt met koppelcondensatoren (Trans doet dat niet), mits deze de juiste waarde hebben. Zie nogmaals ook dat $R8 = 250 \text{ Ohm}$.

De tegenkoppeling bedraagt 125 Ohm (de helft van $R8$) ten opzichte van de rood getekende 100 kOhm tegenkoppel weerstanden. De hoogspanning van de anodes moet worden tegengehouden, en dat gebeurt per helft door twee in serie geschakelde elco's van $10 \text{ uF}/450\text{V}$. Parallel aan die elco's zijn weerstanden gemonteerd van 1 MOhm , om de hoogspanning gelijk over de twee elco's te verdelen. Zie onderstaande foto. Let op dat de + kant van de elco's naar de anode wijst.



Figuur 12-2: Serie elco's in lokale tegenkoppeltak.

Ik herhaal nog een keer: de kathode tegenkoppeling is weg. Er is tegenkoppeling per balanshelft vanaf de anode naar de source van de aandrijvende fet. De OPT zit niet binnen de tegenkoppellus. Dit lijkt verregaande op Trans. Wat is het eindresultaat? Zie onderstaande vervormingsmeting:



Figuur 12-3: TS2019-PP80 met lokale tegenkoppeling naar Fet-sources; bij 1 Watt in 4 Ohm

Eerst een paar opmerkingen:

- Bij D5 en D6+ zie je rechts een steile oploep. Die wordt veroorzaakt doordat ik meet (sample) met 192 kHz, en dus effectief meet tot 90 kHz bandbreedte. De ingangsversterkers van mijn E-mu 0202 geluidskaart verwerken dan de H5 en H6 niet meer goed. Negeren!
- Links zie je voedingsrommel. Niet op letten. Het gaat hier om experimenten.

Kijk nu eens naar de vervormingsgetallen (links onder de grafiek) bij 1 kHz: zie je hoe laag de vervormingen nu al zijn? Dit lijkt allemaal geweldig. Maar toch

De praktijk is dat het redelijk meet, maar dat deze schakeling door mij op voorhand al wordt verworpen omdat:

- er tegengekoppeld wordt naar de source, terwijl het audiosignaal aangeboden wordt op de gate. De fet versterkt uiteindelijk het signaal dat tussen gate en source staat; dus hetingangssignaal **minus** het tegenkoppelsignaal. Dit is precies volgens de theorie. Maar deze aftrekking is per definitie NIET lineair, omdat de fet zelf zijn eigen vervorming heeft en die toevoegt aan deze aftrekking. Deze vervorming wordt fiks aangesproken omdat de fet EN op de gate EN op de source redelijk grote signalen krijgt aangeboden, waarvan de fet dan het verschil moet bepalen.
- Conclusie: het moet anders. Dit lijkt een goede route, het meet heel leuk, maar er is een ernstige fout op voorhand aanwezig.

Na het geprobeerd te hebben, verwerp ik deze benadering en ga het beter doen met de volgende schakeling.

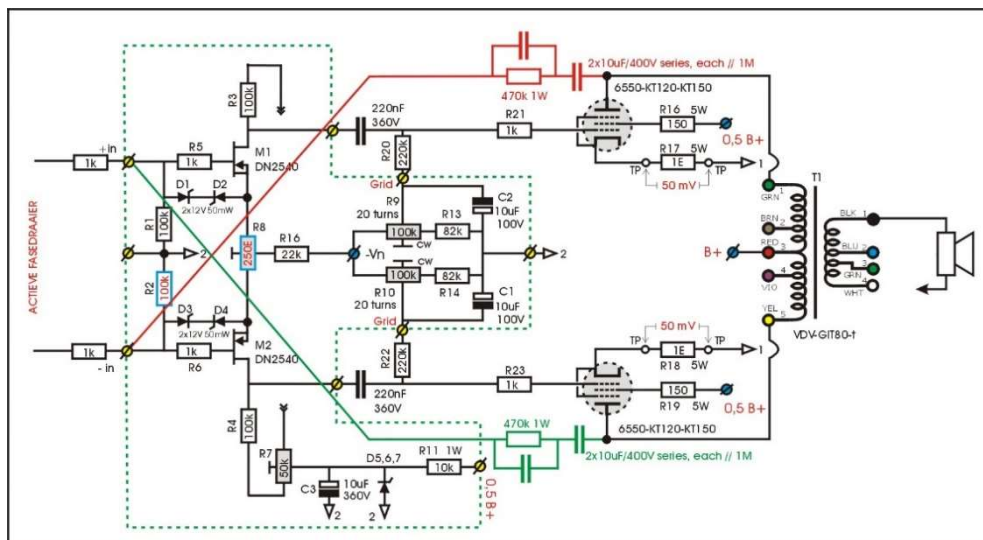
11-2: Lokale tegenkoppeling vanaf de primaire naar de **ingang** van de DN2540 :

Ik heb opnieuw tegengekoppeld vanaf de anodes, maar nu naar de ingangen van de fets. Om de fase correct te laten zijn heb ik de tegenkoppeling kruislings aangebracht (het gaat om tegenkoppeling en niet om meekoppeling). De Source blijft nu in rust en de Gate krijgt alleen het kleine verschilsignaal aangeboden.

Nogmaals, er wordt GEEN kathode tegenkoppeling toegepast en $R8 = 250 \text{ Ohm}$.

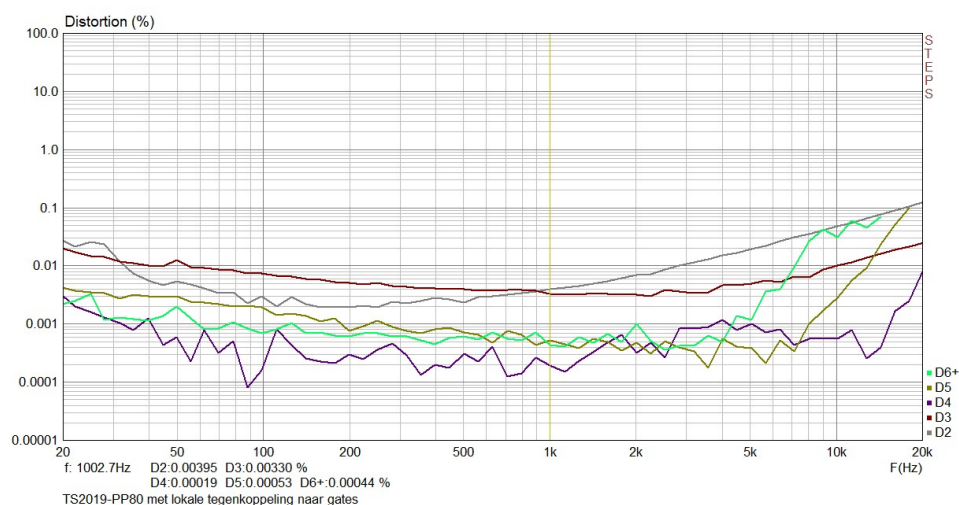
Tussen de aandrijvende fasedraaier-2 en de ingangen heb ik extra weerstanden van 1 kOhm aangebracht. De tegenkoppeling is daarom de tegenkoppelweerstand van 470 kOhm ten opzichte van deze 1 kOhm weerstanden.

De noodzakelijke aftrekking van ingangssignaal en tegenkoppelsignaal vindt nu alleen plaats aan de gate van de fets (en niet tussen gate en source), waardoor de gate-source a-lineariteit van de DN2540 nauwelijks wordt aangesproken. Dit is serieuze koek en hier ga ik dan ook dieper op in.



Figuur 12-4 : Lokale tegenkoppeling VOOR de uitgangstrafo, vanaf de anodes van de eindbuizen naar de ingangen (gates**) van de aandrijvende DN2540 fets. Zie nadere details in de tekst.**

Opmerking: in het verslag van Jacques van Eijk wordt deze schakeling aangeduid met fig.8



Figuur-12-5: TS2019-PP80 met lokale tegenkoppeling naar fet-gates; bij 1 Watt in 4 Ohm

Vergelijk nu eens de resultaten van figuur 12-3 en figuur 12-5. Dan zie je dat ik terecht de tegenkoppeling naar de sources heb verworpen. Hetzelfde geldt voor tegenkoppeling naar kathodes in buizen-schakelingen. De resultaten van figuur 12-5 zijn stukken beter.

Dus: koppel niet tegen tussen source en gate. Koppel op zo'n manier tegen dat de ingangs-fet op zijn gate alleen het verschil tussen V_{in} en $\beta \cdot V_{uit}$ ziet (wat een klein gate-sigitaal oplevert, resulterend in aanzienlijk kleinere fet-vertorming).

12-3: Wat doe ik nu met deze uitstekende resultaten?

Op dit moment nog even niks. Mijn agenda staat het niet toe om dit volledig uit te werken, alle foutjes er uit te halen, hoogfrequente stabiliteit te garanderen, enzovoort. En wat dacht je van de klankmatige invloed van de koppelcondensatoren? Allemaal zaken die grondige studie vragen. Om zoiets goed uit te werken heb ik fiks tijd nodig (als ik het al kan inplannen). Ik heb wel even naar één kanaal geluisterd, en dat maakte mij heel blij. Een veelbelovende route !!!!

Zie voor de jongste resultaten [het verslag van Jacques van Eijk](#) die deze schakeling met succes heeft toegepast en mij daarmee een enorme hoeveelheid werk heeft bespaard.

13. Closing remarks

In this article you find no pictures of the many PP80 amplifiers that were built by my students. Please see the reports of my students in the section **TubeSociety → Projects → TS2019**